

86974

①⑨ RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
PARIS

①⑪ N° de publication :

(à n'utiliser que pour les  
commandes de reproduction)

2 798 542

②① N° d'enregistrement national :

99 11415

⑤① Int Cl<sup>7</sup> : H 04 J 13/00, H 04 L 5/26

15535 U.S. PTO  
10/766023



⑫

# DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②② Date de dépôt : 13.09.99.

③⑦ Priorité :

④③ Date de mise à la disposition du public de la  
demande : 16.03.01 Bulletin 01/11.

⑤⑥ Liste des documents cités dans le rapport de  
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du  
présent fascicule*

⑥⑦ Références à d'autres documents nationaux  
apparentés :

⑦① Demandeur(s) : FRANCE TELECOM Société ano-  
nyme — FR.

⑦② Inventeur(s) : SIALA MOHAMED et JAFFROT  
EMMANUEL.

⑦③ Titulaire(s) :

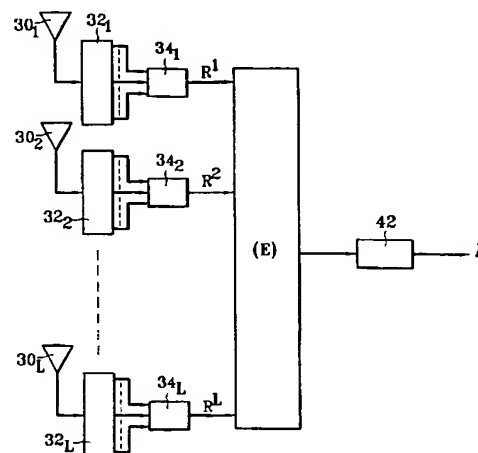
⑦④ Mandataire(s) : SOCIETE DE PROTECTION DES  
INVENTIONS.

⑤④ RECEPTEUR A MULTIPLEXAGE PAR REPARTITION EN FREQUENCES ORTHOGONALES AVEC  
ESTIMATION ITERATIVE DE CANAL ET PROCEDE CORRESPONDANT.

⑤⑦ Récepteur à multiplexage par répartition en fré-  
quences orthogonales avec estimation itérative de canal et pro-  
cédé correspondant.

L'estimation du canal est optimisée par un algorithme  
itératif.

Application aux radiocommunications.



FR 2 798 542 - A1



**RECEPTEUR A MULTIPLEXAGE PAR REPARTITION  
EN FREQUENCES ORTHOGONALES AVEC ESTIMATION ITERATIVE  
DE CANAL ET PROCEDE CORRESPONDANT**

5

**DESCRIPTION**

**Domaine technique**

La présente invention a pour objet un récepteur à multiplexage par répartition en fréquences orthogonales avec estimation itérative de canal et un procédé correspondant. Elle trouve une application en radiocommunications et plus particulièrement dans la technique d'accès multiple dite OFDM pour "Orthogonal Frequency Division Multiplexing". Elle peut être appliquée -entre autres- au système radiomobile européen HIPERLAN II.

**Etat de la technique antérieure**

La technique OFDM [1] est une technique multi-porteuse qui permet de répartir les utilisateurs dans le plan temps-fréquence d'une façon simple. Elle permet en outre de transmettre des signaux à haut débit sans avoir à utiliser d'égaliseur. Cette méthode a été largement utilisée dans des contextes de diffusion tels que le DVB-T ("Digital Video Broadcasting") [2] et le DAB ("Digital Audio Broadcasting") [3]. En contexte radiomobile, l'OFDM est présent dans la norme HIPERLAN II.

La technique OFDM est à la fois une technique d'accès multiple et une technique de modulation. Le principe de base de la technique OFDM est de produire

un certain nombre de signaux à bande étroite tous orthogonaux entre eux. En prenant les précautions d'usage, on utilise ces propriétés d'orthogonalité pour retrouver les données transmises. La réalisation d'un  
5 tel système fait appel à la mise en oeuvre d'une transformée de Fourier inverse à l'émission et d'une transformée de Fourier à la réception.

La figure 1 annexée illustre une chaîne de transmission OFDM classique avec un seul capteur. Cette  
10 chaîne comprend un circuit 10 de conversion série-parallèle recevant des symboles A, un circuit 12 de transformation de Fourier inverse 12, des moyens d'émission 14, des moyens de réception 20, un circuit 22 de transformation de Fourier, un convertisseur  
15 parallèle-série 24 et enfin un moyen de décision 26 qui restitue les symboles estimés  $\hat{A}$ .

L'émetteur OFDM classique traite le flux de données par bloc. Il gère ce flux par séquences de  $N_t$  symboles et en réalise la transformée de Fourier  
20 inverse. Cela revient à dire que la transformée de Fourier inverse produit  $N_f$  sous-porteuses, chacune véhiculant un des symboles de la séquence de départ. Ce bloc, appelé symbole OFDM, contient les symboles de données, mais peut aussi contenir des symboles pilotes  
25 qui peuvent être utilisés pour des besoins de synchronisation ou d'estimation de canal. Contrairement au cas des signaux CDMA ("Code Division Multiple Access") ou TDMA ("Time Division Multiple Access"), où un symbole pilote occupe d'emblée l'ensemble de la  
30 bande de transmission, la technique OFDM nécessite de

réellement répartir des symboles pilotes sur l'ensemble du plan temps-fréquence.

Le canal radiomobile emprunté lors d'une communication entre un émetteur et un récepteur est  
5 généralement de type multi-trajets avec évanouissements rapides de Rayleigh. Ce phénomène est dû à la conjonction du mouvement du mobile et de la propagation de l'onde radioélectrique selon plusieurs chemins.

Le récepteur traite le signal reçu par bloc de  
10 symboles OFDM (bloc temps-fréquence). Le signal est reçu sur un réseau de  $L$  capteurs, créant  $L$  branches de diversité. L'estimation de canal est réalisée sur chacune de ces branches et les résultats sont combinés au sens du MRC ("Maximum Ratio Combining") pour  
15 finalement estimer les données émises.

Un récepteur à  $L$  branches de diversité est représenté sur la figure 2. Il comprend  $L$  capteurs  $30_1, 30_2, \dots, 30_L$ ,  $L$  circuits de transformation de Fourier  $32_1, 32_2, \dots, 32_L$ ,  $L$  convertisseurs parallèle-série  
20  $34_1, 34_2, \dots, 34_L$ ,  $L$  circuits d'estimation de canal  $36_1, 36_2, \dots, 36_L$  et un additionneur 38 délivrant les symboles estimés  $\hat{A}$ .

Du point de vue du récepteur, après démodulation, le canal affectant un bloc temps-fréquence peut être  
25 représenté sous forme d'une matrice temps-fréquence, ou encore d'une surface dans l'espace temps-fréquence-amplitude. Le problème est donc traité dans un espace bidimensionnel, contrairement au TDMA [4] où le problème est unidimensionnel.

30 L'estimation de canal est basée sur l'utilisation des symboles pilotes. Ils permettent d'obtenir

directement une estimation du canal aux emplacements des pilotes en vue d'une interpolation pour estimer le canal affectant le reste des symboles.

5           Ces techniques présentent des inconvénients. En effet, le canal vu par le récepteur peut varier de manière significative d'un bloc temps-fréquence à autre. Cette variation est principalement due aux changements de conditions de propagation entre  
10 l'émetteur et le récepteur. D'un point de vue physique, le caractère variable du canal peut être caractérisé par le produit  $B_d \times T_m$  où  $B_d$  représente la largeur de la bande Doppler et  $T_m$  l'étalement des retards. Plus le produit  $B_d \times T_m$  est grand, plus le canal varie rapidement  
15 dans les domaines temporel et fréquentiel.

Les méthodes de réception de l'art antérieur ne cherchent pas à optimiser l'estimation du canal. Elles se contentent de réaliser une estimation du canal aux positions des symboles pilotes puis d'étendre cette  
20 estimation aux données par interpolation. Les interpolations sont généralement réalisées de manière linéaire. Trois des méthodes les plus courantes peuvent être évoquées :

- La première prend en compte les trois plus proches  
25 symboles pilotes du symbole auquel on veut estimer le canal. On calcule le plan passant par les trois symboles pilotes et on en déduit le canal au point considéré. Même en respectant le critère de Nyquist du point de vue des symboles pilotes,  
30 c'est-à-dire en utilisant suffisamment de symboles pilotes et en les répartissant de manière à

échantillonner correctement le plan temps-fréquence, cette méthode est sensible aux fortes variations de canal et ne permet pas de réaliser une estimation fiable du canal, surtout dans les cas où le produit  $B_d \times T_m$  est élevé.

5                   • La deuxième méthode est une forme simple de la technique du MMSE ("Minimum Mean Square Error") : elle consiste à rechercher le plan constant moyennant les valeurs du canal au niveau des symboles pilotés et à en déduire les valeurs du canal affectant les données émises. Cette modélisation de canal est bien adaptée à des canaux variant très peu sur le bloc reçu, c'est-à-dire pour des produits  $B_d \times T_m$  faibles. Cependant, 10                   dès que le canal devient plus sélectif, la modélisation plane montre ses limites et les performances sont dégradées.

15                   • La troisième méthode est une autre forme de MMSE, avec un plan recherché non constant. Cette méthode s'adapte donc mieux aux cas où le canal varie lentement, mais est moins adaptée que la deuxième dans le cas de canaux presque constants.

20                   Ces trois méthodes sont donc adaptées à des cas très spécifiques de propagation, mais en aucune façon à des canaux de type multitrajet sélectifs en temps et en 25                   fréquence.

La présente invention a justement pour but de remédier à cet inconvénient.

**Exposé de l'invention**

La présente invention a pour but principal d'améliorer les performances des systèmes OFDM existants ou à venir. Cette amélioration, obtenue par  
5 une optimisation de l'estimation de canal, permet d'augmenter sensiblement la capacité du système. Cette amélioration est engendrée par une optimisation du fonctionnement du récepteur OFDM dans le cas des évanouissements lents mais également dans le cas plus  
10 complexe des évanouissements très rapides.

Il est alors possible de contrecarrer les dégradations en performance engendrées par une variation rapide de canal sur le bloc temps-fréquence considéré en réception.

15 L'invention permet de réduire, à qualité de réception constante, le nombre relatif et/ou la puissance des symboles pilotes. Ce but est atteint par la prise en compte de manière optimale d'un nombre arbitraire de symboles pilotes de blocs temps-fréquence  
20 consécutifs dans l'estimation de canal. Il est également atteint par le caractère optimal de la prise en compte dans l'estimation de canal (d'une partie ou de la totalité) des symboles de données de ces blocs, qui sont bien sûr plus nombreux que les symboles  
25 pilotes.

L'invention peut être utilisée quelle que soit la façon dont les symboles pilotes sont introduits dans le flux d'information transmise.

Le récepteur de l'invention effectue un traitement  
30 bloc par bloc à chaque fois qu'un nombre donné de symboles OFDM est disponible. Sur chaque branche de

diversité, le canal multi-trajets est tout d'abord  
estimé grossièrement au moyen des symboles pilotes  
associés au bloc reçu et éventuellement à d'autres  
blocs. Cette estimation a pour but l'initialisation de  
5 l'algorithme d'estimation de canal itératif. On traite  
ensuite l'ensemble des symboles (données et pilotes)  
pour obtenir l'estimation de canal permettant de  
générer des sorties souples des symboles de données  
émis. Les sorties souples obtenues à la fin d'une  
10 itération peuvent à nouveau être utilisées  
conjointement aux symboles pilotes pour apporter une  
amélioration supplémentaire à l'estimation de canal, et  
donc améliorer davantage les estimations souples des  
symboles de données.

15 La technique proposée permet en outre de tenir  
compte de la structure codée des symboles de donnée et  
peut être optimisée dans ce sens, ce qui conduit à  
produire des sorties souples de meilleure qualité.

L'estimation du canal multi-trajets repose, d'une  
20 part, sur l'utilisation de l'algorithme itératif dit  
E.M. ("Expectation Maximisation") [5], [6], [7], pour  
trouver la réalisation de canal la plus vraisemblable  
conditionnellement au bloc reçu à traiter et au codage  
du canal éventuellement utilisé. Elle repose également  
25 sur la décomposition du canal multi-trajets  
bidimensionnel sur chaque branche de diversité selon le  
théorème d'expansion de Karhunen-Loève [8]. Cette  
décomposition permet une caractérisation souple des  
variations temporelles des trajets dues à l'effet  
30 Doppler ainsi que des variations fréquentielles dues à



l'étalement temporel et s'intègre facilement dans l'algorithme E.M. lui-même.

De façon plus précise, la présente invention a pour objet un récepteur pour radiocommunications à multiplexage par répartition en fréquences orthogonales (OFDM) comprenant :

- i) une pluralité de  $L$  branches de diversité traitant des blocs de symboles numériques, chaque bloc comprenant des symboles de données et des symboles pilotes répartis dans un bloc bidimensionnel temps-fréquence à  $N_t$  intervalles de temps et à  $N_f$  intervalles de fréquence, chaque branche de diversité comprenant un capteur radioélectrique, des moyens délivrant un signal de sortie à  $N$  composantes constituant les composantes d'un vecteur  $\mathbf{R}'$ , où  $\ell$  désigne le rang de la branche de diversité ( $\ell$  allant de 0 à  $L-1$ ),
- ii) un estimateur de canal traitant les  $L$  signaux délivrés par les  $L$  branches de diversité et délivrant des estimations souples des symboles de données,
- iii) un organe de décision recevant les estimations souples des symboles de données et délivrant une estimation des symboles de données,

ce récepteur étant caractérisé en ce que :

- (a) l'estimateur de canal traite un vecteur  $\mathbf{C}'$  à  $N$  composantes caractérisant le canal dans un bloc bidimensionnel temps-fréquence, ces

moyens d'estimation étant aptes à définir une base de  $N$  vecteurs  $\mathbf{B}_k$  qui sont les  $N$  vecteurs propres normalisés de la matrice de covariance temps-fréquence du canal, ces moyens décomposant chaque vecteur  $\mathbf{C}^\ell$  dans cette base, les  $N$  coefficients de cette décomposition étant notés  $G_k^\ell$  avec  $k$  allant de 0 à  $N-1$ , les coefficients  $G_k^\ell$  définissant, pour chaque branche  $\ell$  de diversité, un vecteur  $\mathbf{G}^\ell$ , qui est une représentation du canal vu en sortie de ladite branche de diversité,

(b) l'estimateur de canal traite un nombre fini (D) d'itérations selon un algorithme d'estimation-maximisation (EM) fondé sur le critère de probabilité maximum a posteriori (MAP), les moyens d'estimation étant initialement mis en oeuvre en prenant en compte les symboles pilotes contenus dans le bloc bidimensionnel temps-fréquence considéré et éventuellement des symboles pilotes contenus dans les blocs temps-fréquence voisins, ce qui conduit à une estimation d'ordre 0, l'estimateur de canal prenant en compte, ensuite, les symboles de données pour les autres itérations et ainsi de suite, l'estimateur de canal délivrant finalement, après une dernière itération  $D$ , les coefficients optimaux  $G_k^{(D)}$  ( $k$  de 0 à  $(N-1)$  et  $\ell$  de 0 à  $L-1$ ), définissant chaque branche  $\ell$  de

diversité, le vecteur  $\mathbf{G}'$  représentant le canal.

Dans un mode particulier de réalisation  $N_t=N_f$  et  
5 les blocs temps-fréquences sont carrés.

La présente invention a également pour objet un  
procédé de réception dont les opérations correspondent  
aux fonctions remplies par les différents moyens du  
récepteur qui vient d'être défini.

10

#### Brève description des figures

- la figure 1, déjà décrite, montre une chaîne de  
transmission OFDM classique à un seul capteur ;
- la figure 2, déjà décrite, montre un récepteur  
15 OFDM classique à plusieurs capteurs et L  
branches de diversité ;
- la figure 3 illustre un récepteur conforme à  
l'invention ;
- la figure 4 illustre le processus d'estimation  
20 itérative selon l'invention ;
- la figure 5 illustre un mode particulier de  
réalisation du récepteur de l'invention ;
- la figure 6 montre un exemple de répartition  
des symboles pilotes et des symboles de données  
25 dans un bloc temps-fréquence ;
- la figure 7 est une représentation des vecteurs  
propres de la matrice de corrélation du canal à  
spectre Doppler classique et profil d'intensité  
multi-trajets exponentiel pour  $B_d T_m = 10^{-5}$  ;

- la figure 8 est une représentation des mêmes vecteurs propres mais pour  $B_d T_m = 10^{-3}$  ;
- la figure 9 donne les variations du taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport  $E_s/I_0$  pour un récepteur conforme à l'invention et pour divers récepteurs classiques, dans le cas d'un produit  $B_d T_m$  égal à  $10^{-5}$  avec 16 symboles pilotes répartis comme indiqué sur la figure 5 ;
- la figure 10 donne ces mêmes variations mais pour un produit  $B_d T_m$  égal à  $10^{-3}$ .

#### Description détaillée de modes particuliers de réalisation

Un récepteur conforme à l'invention est représenté schématiquement sur la figure 3. Ce récepteur comprend des moyens déjà représentés sur la figure 2 et qui portent les mêmes références. Mais le récepteur comprend des moyens pour mettre en oeuvre un algorithme d'estimation itératif qui est schématisé par le bloc (E) qui alimente l'organe de décision 42.

L'entité élémentaire du signal OFDM correspond à la transformée de Fourier inverse d'une séquence de symboles. Le récepteur de l'invention traite bloc par bloc le signal reçu. La taille du bloc traité ne dépend pas nécessairement du nombre de porteuses du système OFDM et peut prendre en compte tout ou partie d'un ou de plusieurs symboles OFDM. La forme et la taille du bloc traité en réception est libre, de manière à s'adapter au mieux au système.

L'estimation de canal est réalisée bloc par

bloc. Un bloc est composé de  $N$  symboles  $a_{mn}$  d'énergie  $E_{mn}$  et de position bidimensionnelle  $(mF, nT)$  où  $F$  et  $T$  sont l'espacement respectivement en fréquence et en temps entre deux symboles adjacents. Ces symboles  
5 prennent leurs valeurs dans un alphabet  $\Omega$  de type modulation à déplacement de phase (MDP) arbitraire. Chaque bloc est composé de  $N_D$  symboles de donnée indexés dans l'ensemble  $S_D$  et  $N_P$  symboles pilotes indexés dans l'ensemble  $S_P$ .

10 En règle générale, les récepteurs classiques utilisent des symboles pilotes de plus forte puissance que les symboles de données. Cette différence de puissance permet au mieux d'estimer le canal, mais  
15 risque d'introduire des interférences entre porteuses et donc de réduire la capacité du système OFDM. La technique d'estimation de canal selon l'invention permet de réaliser une estimation de canal optimale quelle que soit la valeur de la puissance des symboles pilotes; dans la suite, on notera  $E_P$  l'énergie des  
20 symboles pilotes et  $E_D$  l'énergie des symboles de donnée.

Le canal multitrajets emprunté par le signal OFDM est composé de plusieurs trajets présentant ou  
pouvant présenter des variations temporelles et  
25 fréquentielles dues à l'effet Doppler. Chaque trajet est caractérisé par une puissance moyenne et un spectre de puissance Doppler (SPD) donnés qui dépendent de l'environnement et de la vitesse du mobile. De plus, les évanouissements subis par chaque trajet peuvent  
30 être aussi bien de type Rayleigh que de type Rice.

On note  $J_0(.)$  la fonction de Bessel de première

espèce d'ordre 0. A titre d'exemples, la fonction d'autocorrélation temps-fréquence du canal à spectre de puissance Doppler classique et au profil d'intensité multitrajets exponentiel de puissance moyenne  $\phi(0,0)$  vu  
 5 sur une branche de diversité est donnée par

$$\phi(\Delta f, \Delta t) = \phi(0,0) \frac{J_0(\pi B_d \Delta t)}{1 + j2\pi T_m \Delta f}$$

Le récepteur multicapteurs OFDM de l'invention est  
 10 composé de L capteurs  $30_1, 30_2, \dots, 30_L$  décorrélés spatialement, donnant naissance à L branches de diversité. Sur chacune de ces branches, le signal reçu est en premier lieu démodulé par la transformée de Fourier dans les circuits  $32_1, 32_2, \dots, 32_L$ . On suppose  
 15 que le signal en sortie de la 1<sup>ème</sup> branche de diversité associé au symboles  $a_{mn}$  s'écrit

$$R_{mn}^{\ell} = c_{mn}^{\ell} a_{mn}^{\ell} + N_{mn}^{\ell}$$

20 où  $c_{mn}^{\ell}$  est le facteur de gain du canal discret de la  $\ell^{\text{ème}}$  branche de diversité vu par le symbole  $a_{mn}$  et  $N_{mn}^{\ell}$  est un bruit blanc ganssien complexe additif de variance  $N_0$ . Les facteurs de gain sont indépendants d'une branche de diversité à l'autre, mais corrélés en  
 25 temps et en fréquence entre eux sur la même branche.

L'invention a pour but d'estimer les facteurs de gain  $c_{mn}^{\ell}$  du canal.

Soit  $(.)^T$  l'opérateur de transposition. Pour des raisons de notation, on introduit la fonction

d'indexation  $\delta(k) = (m(k), n(k))$  entre l'ensemble  
monodimensionnel  $\{k\}_{k=0}^{N-1}$  et l'ensemble d'indexation  
bidimensionnel  $S_D \cup S_P$ . De plus, pour chaque bloc  
transmis, on introduit le vecteur signal en sortie du  
5 filtre adapté de la  $\ell^{\text{ème}}$  branche de diversité

$$\mathbf{R}^\ell = (R_{\delta(0)}^\ell, \dots, R_{\delta(N-1)}^\ell)^T$$

Pour s'affranchir de la dépendance de l'amplitude  
10 de chaque symbole MDP  $a_{mn}$  sur son index  $(m, n)$ , on  
introduit le vecteur normalisé du bloc transmis :

$$\mathbf{A} = (A_{\delta(0)}, \dots, A_{\delta(N-1)})^T$$

15 avec  $A_{\delta(k)} = a_{\delta(k)} / |a_{\delta(k)}|$ . Sur ces bases, il est possible de  
réécrire les composantes du vecteur reçu sur la  $\ell^{\text{ème}}$   
branche de diversité :

$$R_{\delta(k)}^\ell = C_{\delta(k)}^\ell A_{\delta(k)} + N_{\delta(k)}^\ell$$

20

où  $C_{\delta(k)}^\ell$  est la  $\delta(k)^{\text{ème}}$  composante du vecteur canal  
discret multiplicatif équivalent sur la  $\ell^{\text{ème}}$  branche:

$$\mathbf{C}^\ell = (|a_{\delta(0)}| C_{\delta(0)}^\ell, \dots, |a_{\delta(N-1)}| C_{\delta(N-1)}^\ell)^T$$

25

On cherche à estimer pour chaque bloc et sur  
chaque branche le vecteur  $\mathbf{C}^\ell$ .

Pour l'estimation du canal, selon le critère du  
Maximum a Posteriori, on utilise une représentation

adéquate du canal multitrajets discret pour chaque  
 branche de diversité. Cette représentation est basée  
 sur le théorème de décomposition orthogonale de  
 Karhunen-Loève. Le vecteur représentant le canal  
 5 multitrajets discret équivalent sur la  $\ell^{\text{ème}}$  branche de  
 diversité  $\mathbf{c}^\ell$  s'exprime de la façon suivante:

$$\mathbf{c}^\ell = \sum_{k=0}^{N-1} G_k^\ell \mathbf{B}_k$$

10 où  $\{\mathbf{B}_k\}_{k=0}^{N-1}$  sont les N vecteurs propres normalisés de la  
 matrice d'autocorrélation temps-fréquence du canal  
 discret  $\mathbf{F} = E[\mathbf{c}^\ell \mathbf{c}^{\ell*T}]$  et  $\{G_k^\ell\}_{k=0}^{N-1}$  sont des variables  
 aléatoires gaussiennes complexes, indépendantes,  
 centrées et de variances égales aux valeurs propres  
 15  $\{\Gamma_k\}_{k=0}^{N-1}$  de la matrice hermitienne  $\mathbf{F}$ . La  $(p, q)^{\text{ème}}$  entrée  
 de la matrice  $\mathbf{F}$  est donnée par

$$E_{pq} = \sqrt{E_{\delta(p)} E_{\delta(q)}} \phi([m(p) - m(q)]F, [n(p) - n(q)]F)$$

20 Les vecteurs  $\{\mathbf{G}^\ell\}_{\ell=0}^{L-1}$ , avec  $\mathbf{G}^\ell = (G_0^\ell, \dots, G_{0N-1}^\ell)^T$  sont  
 la représentation adéquate du canal discret  
 multiplicatif vu en sortie des L branches de diversité.

L'estimation du canal revient donc à estimer

$\{G_k^\ell\}_{k=0, \ell=0}^{N-1, L-1}$ . Cette estimation est réalisée itérativement

25 par la formule suivante en notant  $G_p^{\ell(d)}$  l'estimation de  
 $G_p^1$  à la  $d^{\text{ème}}$  itération de l'algorithme :



$$G_p^{\ell(d+1)} = w_p \sum_{k=0}^{N-1} (R_{\delta(k)}^\ell \left( \sum_{A \in \Omega} AP(A_{\delta(k)} = A \mid \{\mathbf{R}^\ell\}_{\ell=0}^{L-1}, \{\mathbf{G}^{\ell(d)}\}_{\ell=0}^{L-1} \right) )^* B_{p\delta(k)}^*$$

où  $B_{p\delta(k)}$  est la  $k^{\text{ème}}$  composante de  $\mathbf{B}_p$  et

$$w_p = \frac{1}{1 + N_0 / \Gamma_p}$$

Le codage n'est pas pris en compte dans cette formule. A cet égard, si une partie du vecteur  $\mathbf{A}$  transmis est codée par un code quelconque (convolutif, en bloc, ...) alors, à chaque itération de l'algorithme EM, les probabilités conditionnelles discrètes  $P(A_{\delta(k)} = A \mid \{\mathbf{R}^\ell\}_{\ell=0}^{L-1}, \{\mathbf{G}^{\ell(d)}\}_{\ell=0}^{L-1})$  peuvent être calculées exactement en utilisant le treillis de ce code et l'algorithme de Bahl [9]. L'initialisation de l'algorithme est réalisée par la projection des symboles pilote reçus sur les  $N$  vecteurs propres  $\{\mathbf{B}_k\}_{k=0}^{N-1}$  de la matrice de corrélation  $\mathbf{F}$ .

On utilise donc:

$$G_p^{\ell(0)} = w_p \sum_{\delta(k) \in S_p} R_{\delta(k)}^\ell D_{\delta(k)}^* B_{p\delta(k)}^*$$

comme  $p^{\text{ème}}$  composante de l'estimation initiale  $\mathbf{G}^{\ell(0)}$ .

Les vecteurs  $\{\mathbf{B}_k\}_{k=0}^{N-1}$  sont des éléments connus au niveau du récepteur. Ils correspondent à un modèle de canal choisi. On obtient cette famille de vecteurs en calculant la matrice  $\mathbf{F}$  de corrélation théorique du modèle correspondant et en tirant de celle-ci ses

vecteurs propres  $\{B_k\}_{k=0}^{N-1}$  et ses valeurs propres  $\{\Gamma_k\}_{k=0}^{N-1}$  associées.

La recombinaison des L branches permettant de tirer profit de la diversité spatiale du récepteur est  
 5 réalisée lors du traitement itératif des probabilités  
 $P(A_{\delta(k)} = A | \{\mathbf{R}^\ell\}_{\ell=0}^{L-1}, \{\mathbf{G}^{\ell(d)}\}_{\ell=0}^{L-1})$ . Après un nombre D choisi  
 d'itérations de l'algorithme, les probabilités  
 $P(A_{\delta(k)} = A | \{\mathbf{R}^\ell\}_{\ell=0}^{L-1}, \{\mathbf{G}^{\ell(d)}\}_{\ell=0}^{L-1})$  permettent d'obtenir une  
 estimation souple des symboles de donnée. La décision  
 10 est réalisée en traitant ces sorties souples soit  
 directement par un organe de décision si les données ne  
 sont pas codées, soit par un décodeur si les données  
 sont codées.

L'algorithme d'estimation améliorée de canal selon  
 15 l'invention est illustré sur la figure 4. L'algorithme  
 E.M. est symbolisé par le bloc 50, la sélection de la  
 base adéquate par le bloc 52 qui reçoit le produit  $B_d T_m$   
 et le calcul des pondérations par le bloc 54 qui reçoit  
 $B_d T_m$  et  $N_0$ . L'algorithme E.M. du bloc 50 est itératif et  
 20 comprend une initialisation représentée schématiquement  
 par le bloc  $\mathfrak{I}_0$  et D itérations  $\mathfrak{I}_d$ . La démodulation est  
 représentée par le bloc 58 qui délivre les probabilités  
 $P(A \in \Omega | \{\mathbf{R}^\ell\}_{\ell=0}^{L-1}, \{\mathbf{G}^{\ell(d)}\}_{\ell=0}^{L-1})$ .

Un récepteur conforme à la description générale de  
 25 l'invention est représenté schématiquement sur la  
 figure 5. Ce récepteur comprend des moyens déjà  
 représentés sur la figure 2 et qui portent les mêmes  
 références. Mais le récepteur comprend des moyens pour  
 mettre en oeuvre un algorithme d'estimation itératif  
 30 qui est schématisé par le rebouclage de la sortie de

l'additionneur 38 sur les moyens d'estimation  $36_1, \dots, 36_L$ . Par ce rebouclage, on applique à ces moyens un signal noté  $\Lambda_{\delta(k)}^{(d)}$  où  $d$  représente le rang de l'itération. Le récepteur représenté comprend en outre un interrupteur symbolique 40 qui se ferme à la dernière itération  $D$  pour alimenter l'organe de décision 42.

Il est supposé, dans ce cas particulier de réalisation, que le signal OFDM reçu est composé par des symboles prenant leurs valeurs dans un alphabet  $\Omega$  de type modulation à déplacement de phase à 2 ou 4 états. Les autres caractéristiques du signal reçu telles la forme des blocs, leur taille, la répartition et la puissance des symboles pilotes, ainsi que les caractéristiques du canal sont les mêmes que dans le cas général précédemment décrit.

La supposition effectuée dans ce cas particulier permet d'obtenir une expression analytique de l'estimation de  $G_p^{\ell(d+1)}$ . Dans le cas où les symboles proviennent d'une constellation de type MDP-2, l'expression de  $G_p^{1(d+1)}$  est la suivante:

$$G_p^{\ell(d+1)} = w_p \left( \sum_{\delta(k) \in S_o} R_{\delta(k)}^{\ell} \tanh[2\operatorname{Re}\{\Lambda_{\delta(k)}^{\ell}\}] B_{p\delta(k)}^* + \sum_{\delta(k) \in S_o} R_{\delta(k)}^{\ell} D_{\delta(k)}^* B_{p\delta(k)}^* \right)$$

Dans le cas où les symboles proviennent d'une constellation de type MDP-4, l'expression de  $G_p^{\ell(d+1)}$  est la suivante:

$$G_p^{\ell(d+1)} = w_p \sum_{\delta(k) \in S_p} (R_{\delta(k)}^\ell \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh[\sqrt{2} \operatorname{Re}\{\Lambda_{\delta(k)}^\ell\}] + \frac{j}{\sqrt{2}} \tanh[\sqrt{2} \operatorname{Im}\{\Lambda_{\delta(k)}^\ell\}] \right]^* B_{p\delta(k)}^* \\ + \sum_{\delta(k) \in S_p} R_{\delta(k)}^\ell D_{\delta(k)}^* B_{p\delta(k)}^* )$$

où  $D_{\delta(k)}$  est la valeur prise par le symbole pilote  $A_{\delta(k)}$ ,  
 $\delta(k) \in S_p$  et :

5

$$\Lambda_{\delta(k)}^{(d)} = \frac{1}{N_0} \sum_{\ell=0}^{L-1} R_{\delta(k)}^\ell \left( \sum_{p=0}^{N-1} G_p^{\ell(d)*} B_{p\delta(k)}^* \right)$$

Dans cette expression, la parenthèse représente le  
 complexe conjugué  $C_{\delta(k)}^{\ell*}$  de la  $\delta(k)$ <sup>ème</sup> composante du canal.

10 La recombinaison des  $L$  branches permettant de  
 tirer profit de la diversité en réception du récepteur  
 est réalisée lors du traitement itératif de la variable  
 $\Lambda_{\delta(k)}^{(d)}$ . La décision est soit directement réalisée sur  
 cette variable, si les données ne sont pas codées, soit  
 15 par un décodeur si les données sont codées, après un  
 nombre  $D$  d'itérations choisi de l'algorithme. De plus,  
 dans le cas d'une modulation MDP-2, on peut utiliser la  
 variante suivante:

20

$$\hat{A}_{\delta(k)} = \operatorname{signe} \left( \Lambda_{\delta(k)}^{(D)} \right)$$

Le récepteur et le procédé de l'invention ont été  
 simulés pour un canal multi-trajets avec un produit  
 $B_d \times T_m$  égal à  $10^{-5}$ . Le bloc traité par le récepteur est  
 25 un carré contenant 256 symboles dont 16 symboles

pilotes. Les symboles pilotes sont équirépartis dans chaque bloc temps-fréquence comme illustré sur la figure 5 où ils figurent sous forme de carrés noirs, les carrés blancs représentant les symboles de données.

5 Dans la simulation, le récepteur suppose que le canal est de spectre de puissance constant et de profil d'intensité multi-trajets constant. Sa fonction d'autocorrélation temps-fréquence s'écrit donc :

$$\phi(\Delta f, \Delta t) = \phi(0,0) \frac{\sin(\pi B_d \Delta t)}{\pi B_d \Delta t} \frac{\sin(\pi T_m \Delta f)}{\pi T_m \Delta f} e^{-j\pi T_m \Delta f}$$

10 Il est possible d'utiliser les vecteurs propres provenant d'un modèle de canal arbitraire. Par exemple, un modèle de canal à spectre de puissance Doppler et de profil d'intensité multi-trajets exponentiel est illustré par les figures 6 et 7. Ces figures  
15 représentent les vecteurs propres de la matrice de corrélation du canal à spectre Doppler classique et profil d'intensité multi-trajets exponentiel pour respectivement  $B_d T_m = 10^{-5}$  (figure 6) et  $B_d T_m = 10^{-3}$  (figure 7).

20

Pour illustrer les avantages de l'invention, les figures 8 et 9 comparent les performances d'un récepteur selon l'invention avec celles d'un récepteur classique de type MMSE. Ces figures donnent le taux  
25 d'erreur binaire TEB en fonction du rapport signal à bruit  $E_s/I_0$ . Dans les deux cas, les symboles pilotes sont supposés équirépartis comme illustré sur la figure 5. Pour la figure 8, le produit  $B_d T_m$  vaut  $10^{-5}$  et il vaut  $10^{-3}$  pour la figure 9. Les quatre courbes de ces  
30 figures correspondent respectivement à :

61, 71 : estimateur selon l'invention

62, 72 : estimateur à MLSE constant

63, 73 : estimateur à MLSE

64, 74 : courbe de limite théorique

5        On voit que, dans les deux cas, l'invention conduit à de meilleures performances qu'avec les techniques classiques.

10        A titre d'exemple, pour un TEB brut de  $10^{-2}$ , l'utilisation de l'invention garantit un gain en terme de rapport signal à bruit de 3 dB par rapport au plus favorable des récepteurs classiques dans le cas d'un canal dispersif avec  $B_d \times T_m = 10^{-3}$ .

### Références

- [1] J.A.C. Bingham "Multicarrier modulation for data transmissions : an idea whose time has come", IEEE Communication Magazine, 28(5) 5-14, May 1990.
- [2] "Digital Broadcasting systems for television, sound and data services", European Telecommunication Standard, prETS 300 744 (Draft, version 0.0.3), April 1996.
- [3] "Radio Broadcasting Systems ; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers", ETS 300 401, ETSI, European Telecommunication Institute, Valbonne, France, Feb. 1995.
- [4] EP-0 802 656, "Signal numérique à blocs de référence multiples pour l'estimation de canal, procédés d'estimation de canal et récepteurs correspondants".
- [5] A.P. Dempster, N.M. Laird and D.B. Rubin "Maximum Likelihood from incomplete data via the EM algorithm", Journal of the Royal Statistical Society, 39, 1977.
- [6] G.K. Kaleh "Joint carrier phase estimation and symbole decoding of trellis codes", European Transactions on Telecommunications and Related Technologies, San Diego, Ca, Jan. 1990.
- [7] C.N. Georghiades and J.C. Han : "Sequence estimation in the presence of random parameters via the EM algorithm", IEEE Transactions on Communications, 45, n°3, mar. 1997.
- [8] J.G. Proakis : Digital Communications, McGraw-Hill, New York 1989.

[9] L.R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek and J. Raviv :  
"Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol  
error rate", IEEE Transactions on Information Theory,  
20, Mar. 1974.



## REVENDICATIONS

1. Récepteur pour radiocommunications à multiplexage par répartition en fréquences orthogonales (OFDM) comprenant :

- 5        i) une pluralité de L branches de diversité traitant des blocs de symboles numériques, chaque bloc comprenant des symboles de données et des symboles pilotes répartis dans un bloc  
bidimensionnel temps-fréquence à  $N_t$  intervalles  
10        de temps et à  $N_f$  intervalles de fréquence, chaque branche de diversité comprenant un capteur radioélectrique ( $30_1, 30_2, \dots, 30_L$ ), des moyens ( $32_1, 32_2, \dots, 32_L$ ), ( $34_1, 34_2, \dots, 34_L$ ) délivrant un signal de sortie à N composantes  
15        constituant les composantes d'un vecteur  $\mathbf{R}^{\ell}$ , où  $\ell$  désigne le rang de la branche de diversité ( $\ell$  allant de 0 à L-1),  
ii) un estimateur de canal (E) traitant les L signaux délivrés par les différentes branches de  
20        diversité et délivrant des estimations souples des symboles de données,  
iii) un organe de décision (42) recevant les estimations souples de symboles de données et délivrant une estimation ( $\hat{A}$ ) des symboles de  
25        données,

ce récepteur étant caractérisé en ce que :

- (a) l'estimateur de canal (E) traite un vecteur  
 $\mathbf{C}^{\ell}$  à N composantes caractérisant le canal dans un  
bloc bidimensionnel temps-fréquence, ces moyens  
30        d'estimation étant aptes à définir une base de N

vecteurs  $B_k$  qui sont les  $M$  vecteurs propres normalisés de la matrice de covariance temps-fréquence du canal, ces moyens décomposant chaque vecteur  $C^\ell$  dans cette base, les  $N$  coefficients de cette décomposition étant notés  $G_k^\ell$  avec  $k$  allant de 0 à  $N-1$ , les coefficients  $G_k^\ell$  définissant, pour chaque branche  $\ell$  de diversité, un vecteur  $G^\ell$ , qui est une représentation du canal vu en sortie de ladite branche de diversité,

(b) l'estimateur de canal (E) traite un nombre fini (D) d'itérations selon un algorithme d'estimation-maximisation (EM) fondé sur le critère de probabilité maximum a posteriori (MAP), l'estimateur étant initialement mis en oeuvre en prenant en compte les symboles pilotes contenus dans le bloc bidimensionnel temps-fréquence considéré, ce qui conduit à une estimation d'ordre 0 ( $\mathcal{I}_0$ ), l'estimateur prenant en compte, ensuite, les symboles estimés pour les autres itérations et ainsi de suite ( $\mathcal{I}_d$ ), l'estimateur délivrant finalement après une dernière itération  $D$ , les coefficients optimaux  $G_k^{\ell(D)}$  ( $k$  de 0 à  $(N-1)$  et  $\ell$  de 0 à  $L-1$ ) définissant, pour chaque branche de diversité, le vecteur  $G^\ell$  représentant le canal.

2. Récepteur selon la revendication 1, dans lequel l'estimateur de canal (E) est apte à calculer une estimation souple des symboles de données calculée à

partir des probabilités  $P(A_{\delta(k)}=A|\{\mathbf{R}^\ell\}_{\ell=0}^{L-1}, \{\mathbf{G}^{\ell(d)}\}_{\ell=0}^{L-1})$  obtenues à partir de la recombinaison des contributions des L branches de diversité, ces contributions étant égales au produit des composantes  $R_{\delta(k)}^\ell$  du vecteur signal de sortie  $\mathbf{R}^\ell$  du filtre adapté de chaque branche de diversité par le complexe conjugué  $C_{\delta(k)}^{\ell*}$  de l'estimation de la  $\delta(k)^{\text{ème}}$  composante du canal obtenue après la dernière itération, (où  $\delta(k)$  est une fonction d'indexation bidimensionnelle).

10

3. Récepteur selon la revendication 2, dans lequel ladite sortie souple est soit traitée directement par un organe de décision, si les données ne sont pas codées, soit par un décodeur, si les données sont codées, fournissant le symbole ( $\hat{A}$ ) finalement délivré par le récepteur.

4. Récepteur selon la revendication 1, dans lequel, dans un bloc bidimensionnel, le nombre ( $N_t$ ) d'intervalles de temps est égal au nombre ( $N_f$ ) d'intervalles de fréquence.

5. Procédé de réception pour radiocommunications à multiplexage par répartition en fréquences orthogonales (OFDM) dans lequel :

i) dans une pluralité de L branches de diversité on traite des blocs de symboles numériques, chaque bloc comprenant des symboles de données et des symboles pilotes répartis dans un bloc bidimensionnel temps-fréquence à  $N_t$  intervalles

- de temps et à  $N_f$  intervalles de fréquence, on reçoit le signal dans chaque branche de diversité par un capteur radioélectrique, on produit un signal de sortie à  $N$  composantes constituant les
- 5 composantes d'un vecteur  $\mathbf{R}^{\ell}$ , où  $\ell$  désigne le rang de la branche de diversité ( $\ell$  allant de 0 à  $L-1$ ), on estime le canal radioélectrique emprunté par le signal reçu dans un bloc bidimensionnel temps-fréquence,
- 10 ii) on recombine les signaux délivrés par les différentes branches de diversité,
- iii) on prend une décision à partir du signal de recombinaison et on délivre une estimation des symboles de données,
- 15 ce procédé étant caractérisé en ce que :
- (a) on estime le canal dans chaque branche de diversité en traitant un vecteur  $\mathbf{C}^{\ell}$  à  $N$  composantes caractérisant le canal dans un bloc bidimensionnel temps-fréquence, on
- 20 définit une base de  $N$  vecteurs  $\mathbf{B}_k$  qui sont les  $N$  vecteurs propres normalisés de la matrice de covariance temps-fréquence du canal, on décompose chaque vecteur  $\mathbf{C}^{\ell}$  dans cette base, les  $N$  coefficients de cette décomposition
- 25 étant notés  $G_k^{\ell}$  avec  $k$  allant de 0 à  $N-1$ , les coefficients  $G_k^{\ell}$  définissant, pour chaque branche  $\ell$  de diversité, un vecteur  $\mathbf{G}^{\ell}$ , qui est une représentation du canal vu en sortie de ladite branche de diversité,

(b) pour effectuer l'estimation du canal on effectue un nombre fini (D) d'itérations selon un algorithme d'estimation-maximisation (E.M.) fondé sur le critère de probabilité maximum a posteriori (MAP), on initialise les itérations en prenant en compte les symboles pilotes contenus dans le bloc bidimensionnel temps-fréquence considéré, ce qui conduit à une estimation d'ordre 0, et l'on prend en compte, ensuite, les symboles de donnée pour les autres itérations et ainsi de suite, pour obtenir finalement, après une dernière itération D, les coefficients optimaux  $G_k^{(D)}$  (k de 0 à (N-1) et  $\ell$  de 0 à L-1) définissant, pour chaque branche de diversité le vecteur  $G'$  représentant le canal.

6. Procédé selon la revendication 5, dans lequel pour effectuer la recombinaison on calcule une variable  $\Lambda_{\delta(k)}^{(D)}$  en sommant les contributions des  $\ell$  branches de diversité, ces contributions étant égales au produit des composantes  $R_{\delta(k)}^{\ell}$  du vecteur signal de sortie  $R'$  du filtre adapté de la branche de diversité considérée par le complexe conjugué  $C_{\delta(k)}^{\ell*}$  de la  $\delta(k)$ <sup>ième</sup> composante du canal obtenue après la dernière itération, (où  $\delta(k)$  est une fonction d'indexation bidimensionnelle).

7. Procédé selon la revendication 6, dans lequel la variable  $\Lambda_{\delta(k)}^{(D)}$  est traitée soit par un organe de

décision si les données ne sont pas codées, soit par un décodeur si les données sont codées, fournissant les symboles estimé ( $\hat{A}_{\delta(k)}$ ) finalement délivrés par le récepteur.

5

8. Procédé selon la revendication 5, dans lequel on détermine le signe de la variable  $\Lambda_{\delta(k)}^{(D)}$ , lequel signe constitue le symbole estimé ( $\hat{A}_{\delta(k)}$ ) que l'on délivre finalement.

10

9. Procédé selon la revendication 5, dans lequel, dans un bloc bidimensionnel, le nombre ( $N_t$ ) d'intervalles de temps est égal au nombre ( $N_f$ ) d'intervalles de fréquence.

15

1/8

FIG. 1

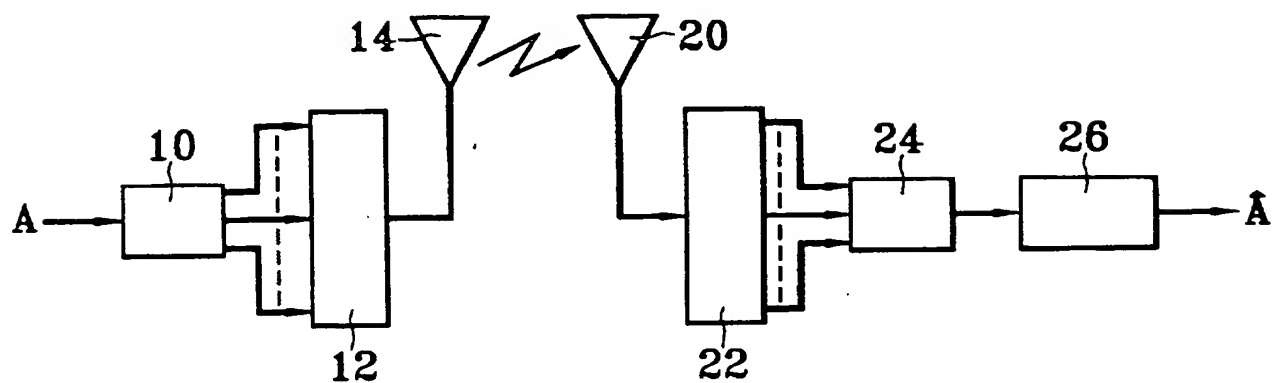
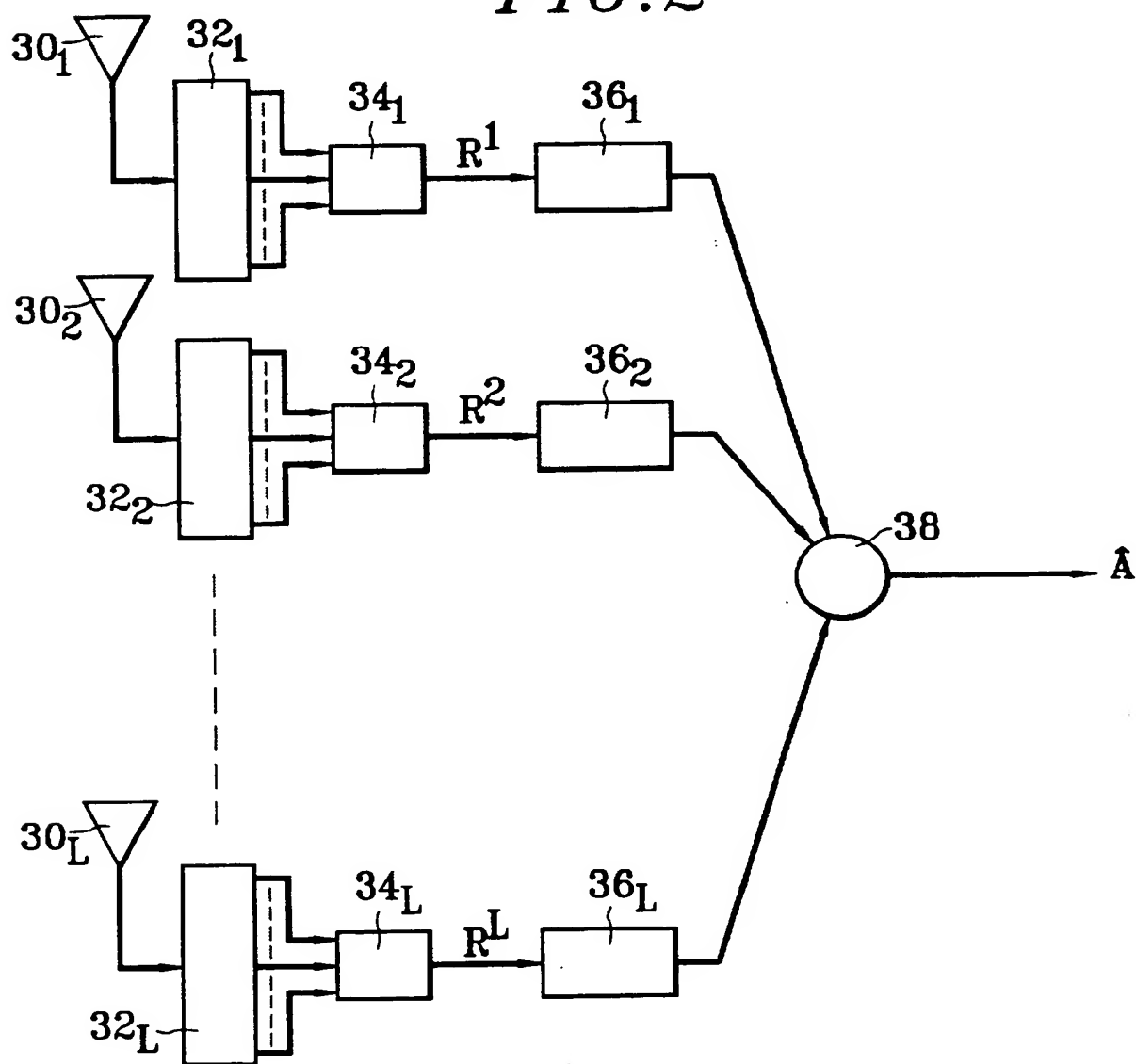
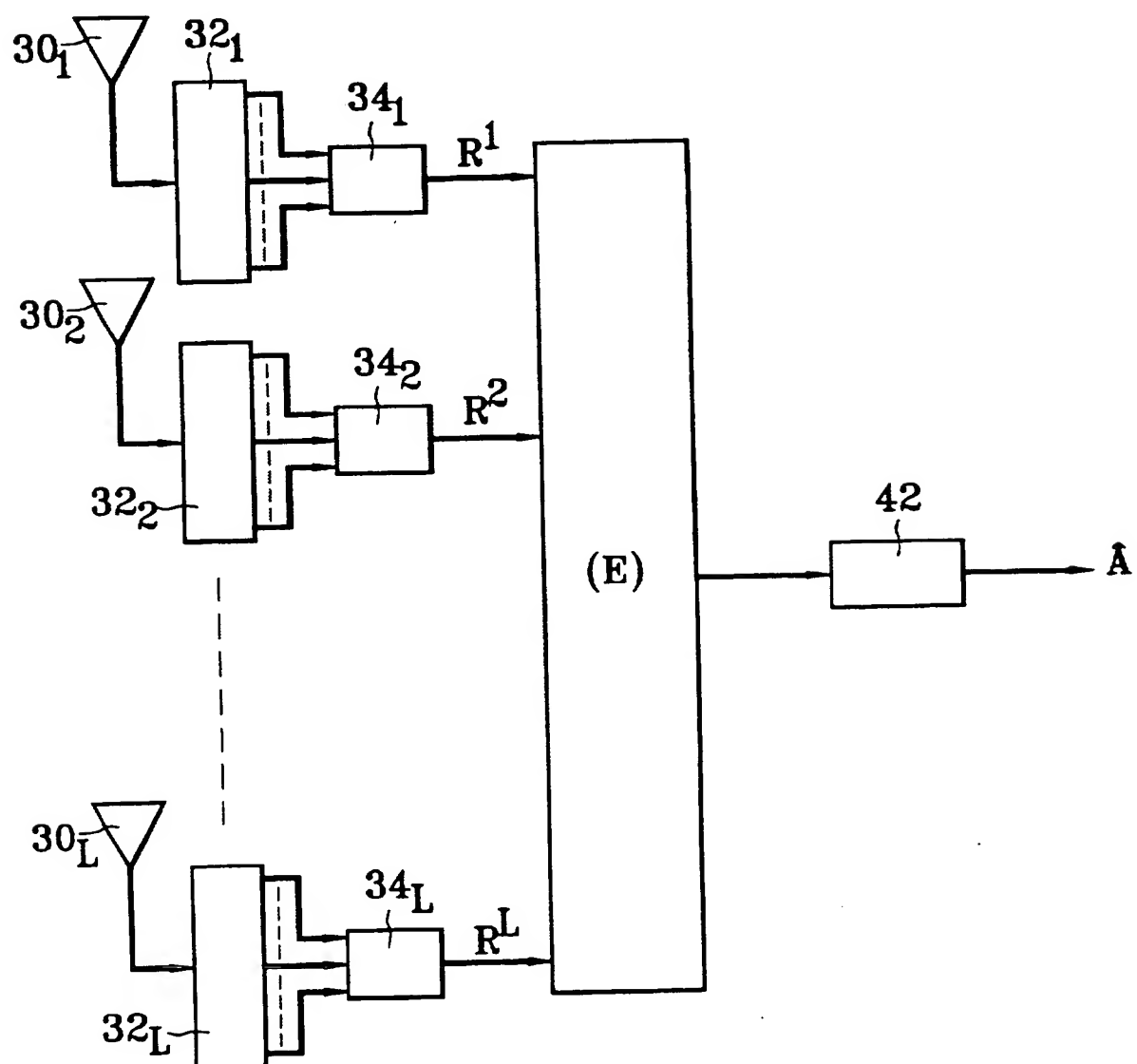


FIG. 2



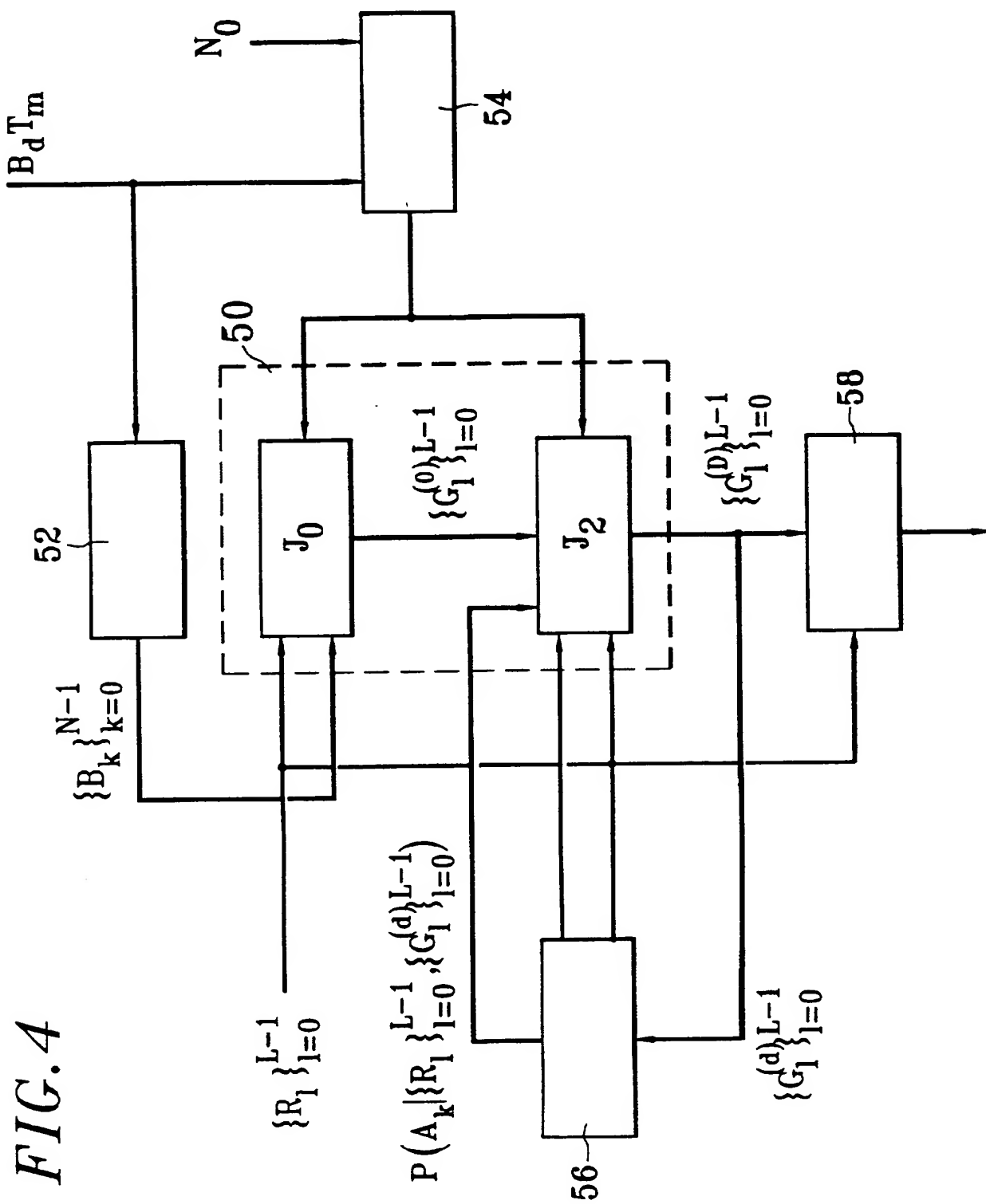
2/8

FIG. 3



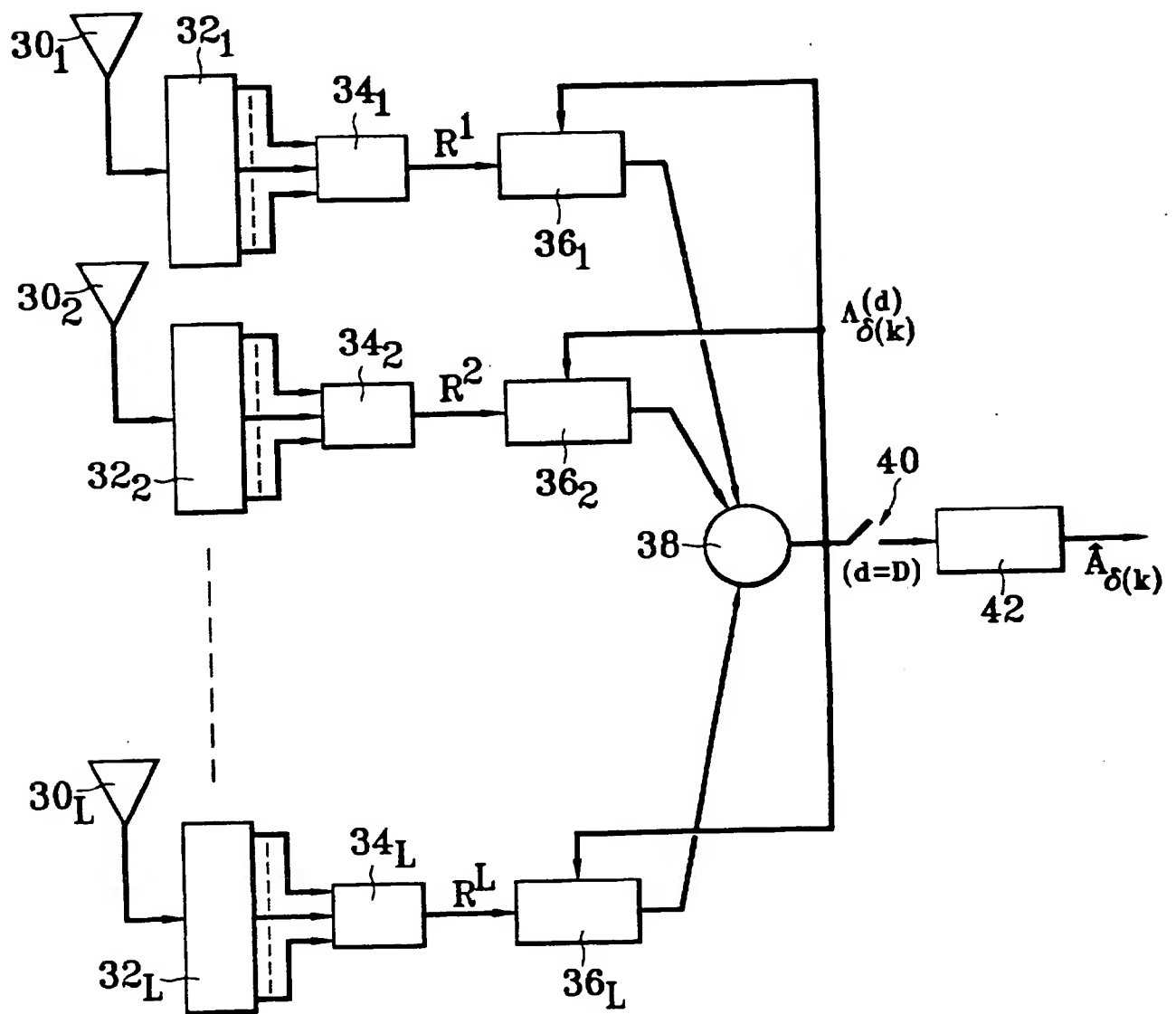


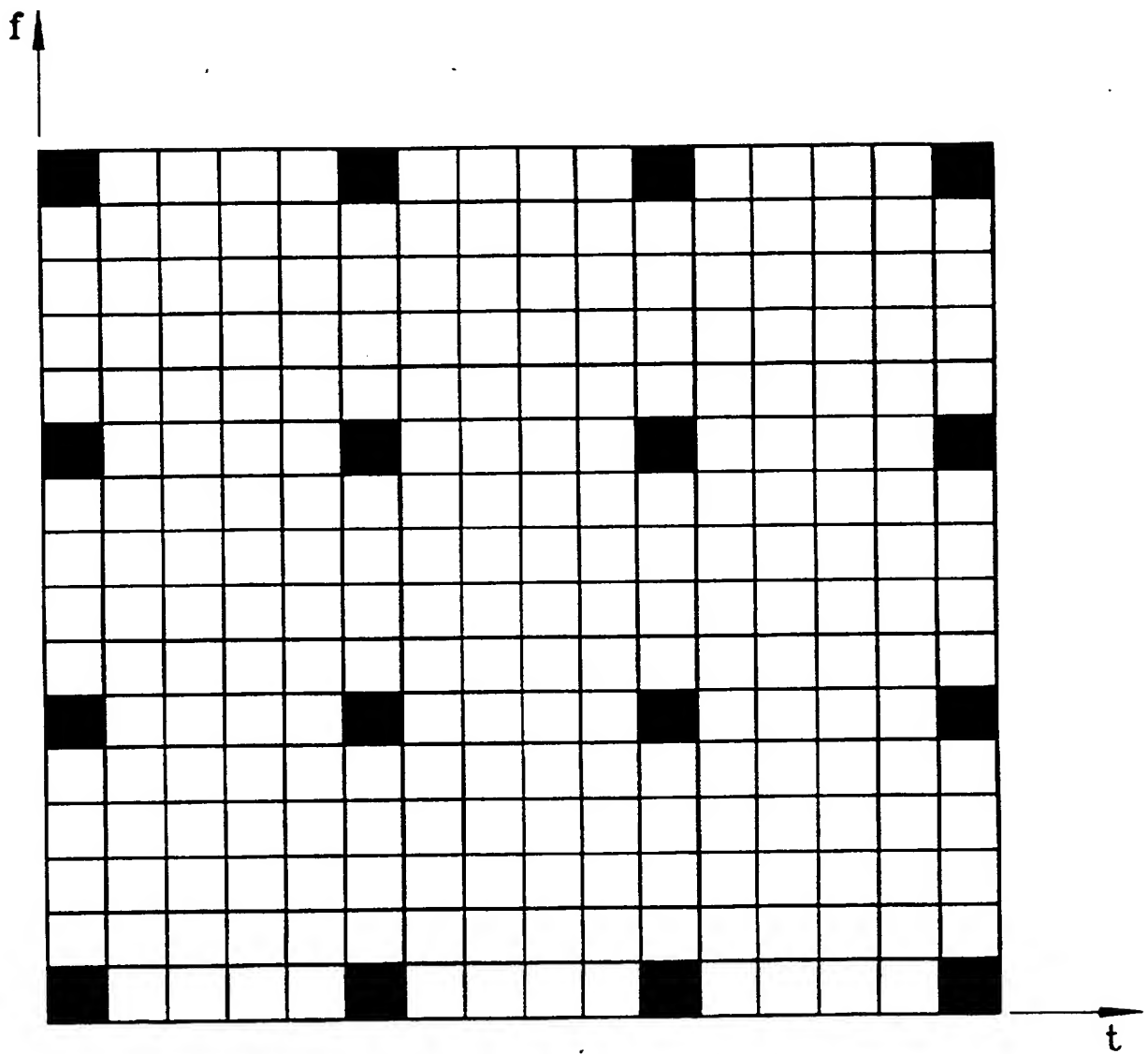
3/8



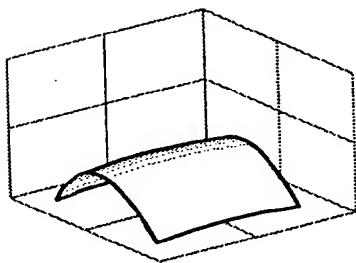
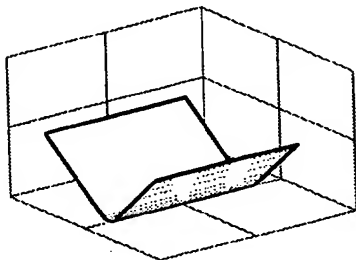
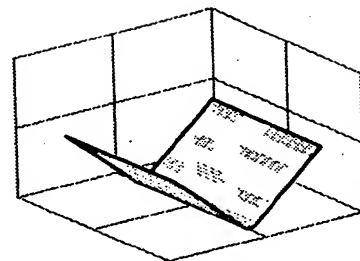
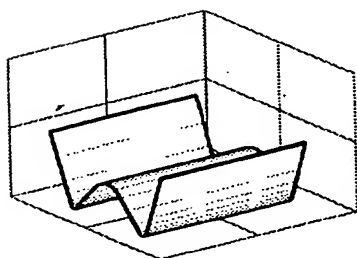
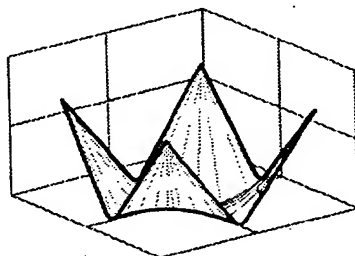
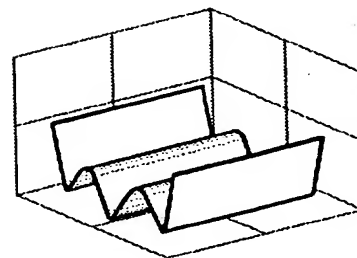
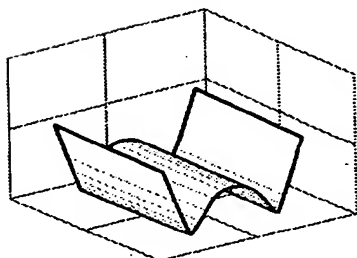
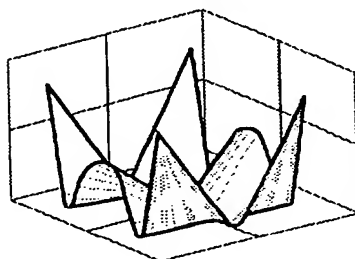
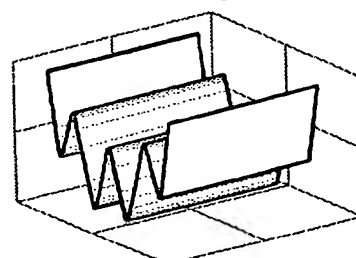
4/8

FIG. 5

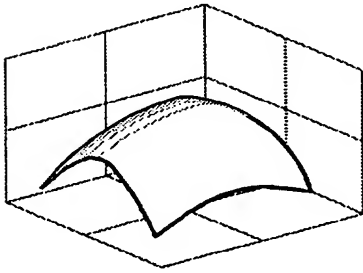
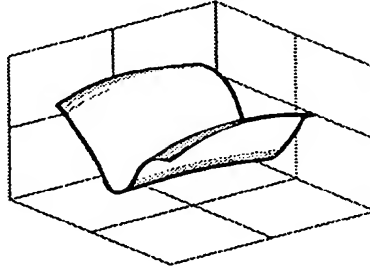
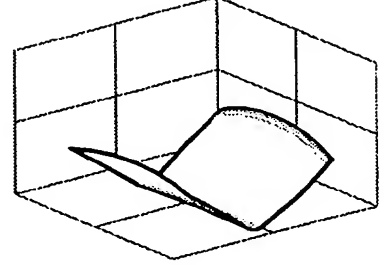
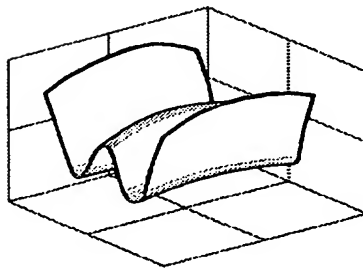
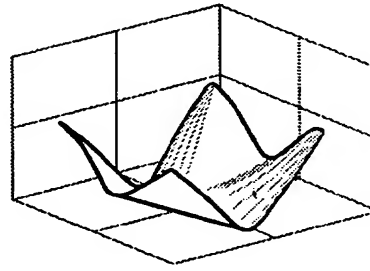
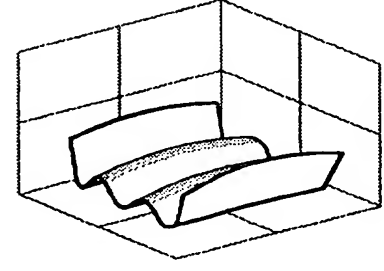
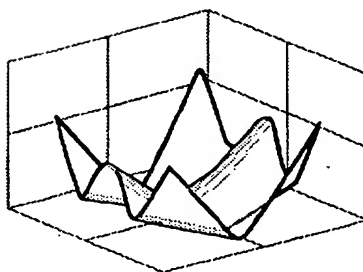
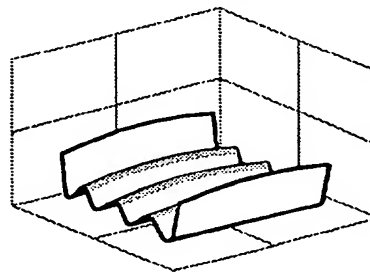
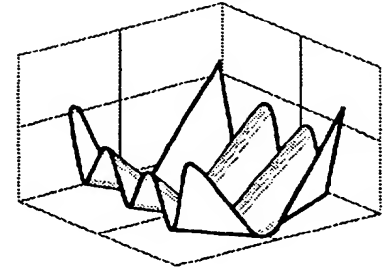


$5/8$ *FIG. 6*

6/8

*FIG. 7* $V_1$  $V_2$  $V_3$  $V_4$  $V_5$  $V_6$  $V_7$  $V_8$  $V_9$ 

7/8

*FIG. 8*V<sub>1</sub>V<sub>2</sub>V<sub>3</sub>V<sub>4</sub>V<sub>5</sub>V<sub>6</sub>V<sub>7</sub>V<sub>8</sub>V<sub>9</sub>

8/8

FIG. 9

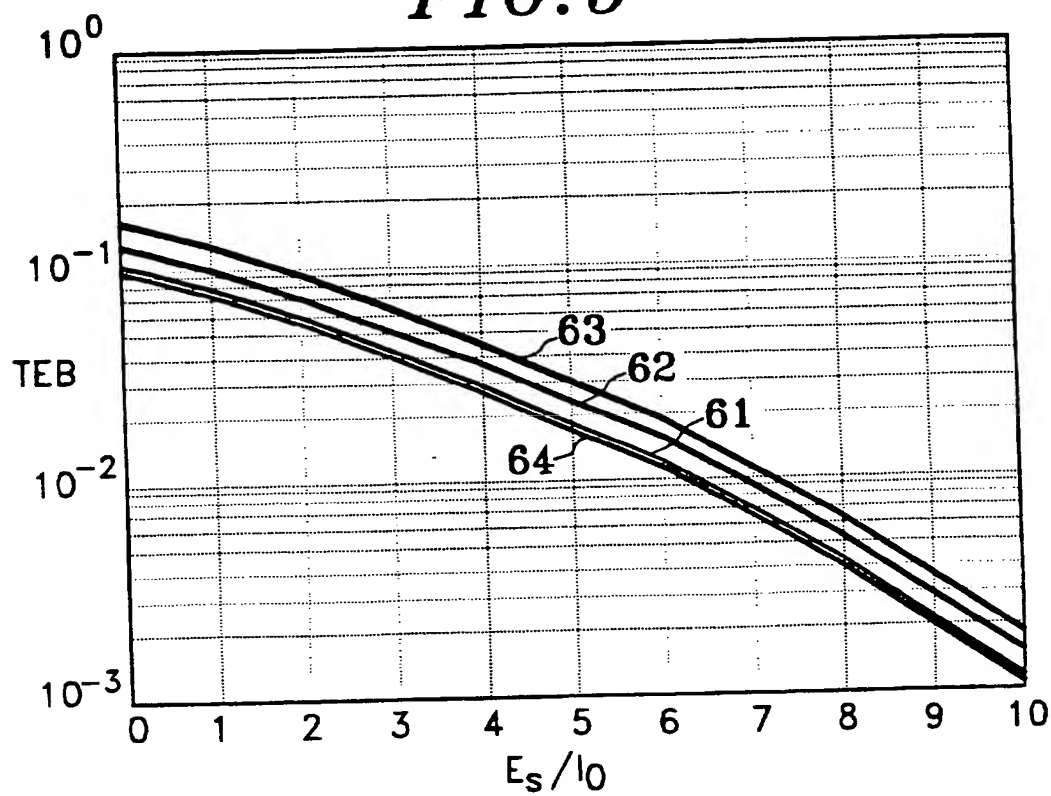
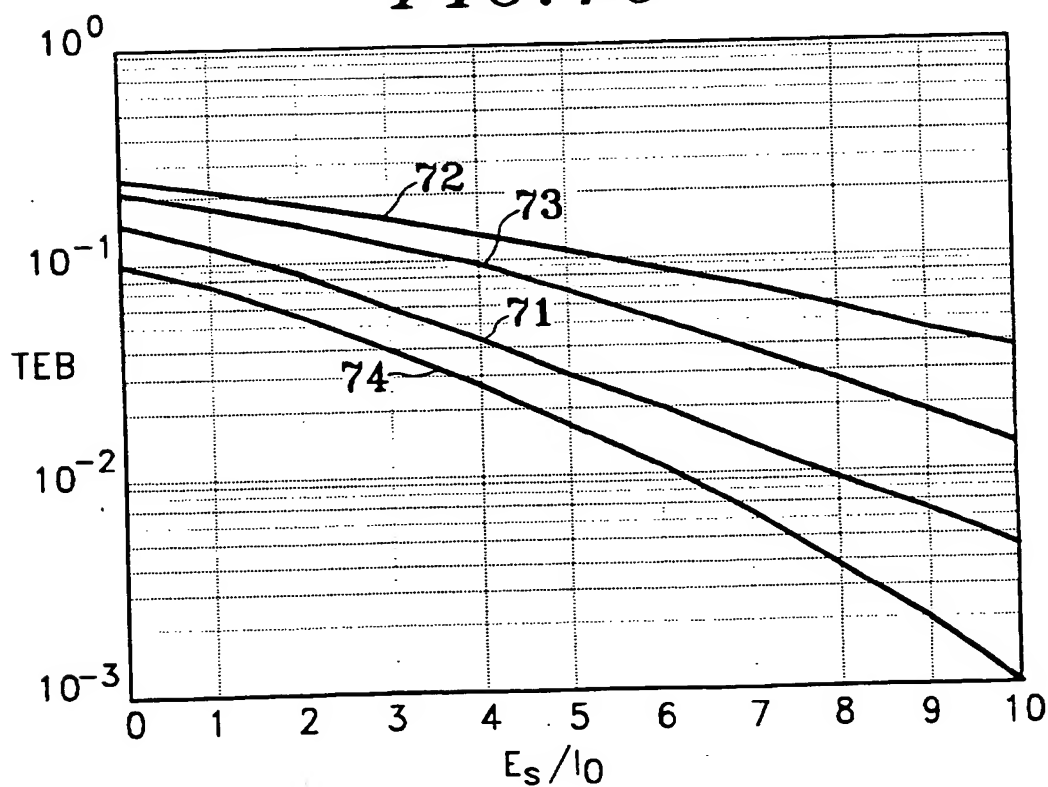


FIG. 10



INSTITUT NATIONAL  
de la  
PROPRIETE INDUSTRIELLE

**RAPPORT DE RECHERCHE  
PRELIMINAIRE**  
établi sur la base des dernières revendications  
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement  
national

FA 577463  
FR 9911415

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
Y	<p>TOMBA L ET AL: "DOWNLINK DETECTION SCHEMES FOR MC-CDMA SYSTEMS IN INDOOR ENVIRONNEMENTS" IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND COMMUN. ENG., vol. E79-B, no. 9, septembre 1996 (1996-09), pages 1351-1360, XP000636076 JAPON ISSN: 0916-8516 * section 3 * * section 4.1 *</p>	1-9
Y	<p>SIALA M ET AL: "ITERATIVE RAKE RECEIVER WITH MAP CHANNEL ESTIMATION FOR DS-CDMA SYSTEMS" ANNALES DES TELECOMMUNICATIONS, EDITIONS HERMES, vol. 54, no. 3-4, mars 1999 (1999-03), pages 243-254, XP000834647 FRANCE ISSN: 0003-4347 * page 245, colonne de droite, alinéa "Proposition 1" * * page 246, colonne de droite * * section VII *</p>	1-9
A	<p>TUFVESSON F ET AL: "PILOT ASSISTED CHANNEL ESTIMATION FOR OFDM IN MOBILE CELLULAR SYSTEMS" IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, vol. 3, 4 mai 1997 (1997-05-04), pages 1639-1643, XP000738641 NEW YORK, ETATS-UNIS ISBN: 0-7803-3660-7 * figure 2 - 4) *</p>	1-9
		<p>DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.7)</p> <p>H04L H04B</p>
Date d'achèvement de la recherche		Examineur
31 mai 2000		Orozco Roura, C
<p>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons &amp; : membre de la même famille, document correspondant</p>		

3

EPO FORM 1503 03.82 (P04C13)

REPUBLIQUE FRANÇAISE

INSTITUT NATIONAL  
de la  
PROPRIETE INDUSTRIELLE

**RAPPORT DE RECHERCHE  
PRELIMINAIRE**

établi sur la base des dernières revendications  
déposées avant le commencement de la recherche

2798542

N° d'enregistrement  
national

FA 577463  
FR 9911415

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A,D	PROAKIS J G: "DIGITAL COMMUNICATIONS" 1995 , MCGRAW-HILL , NEW YORK, ÉTATS-UNIS XP002139175 240640 * page 778, dernier alinéa - page 779 premier alinéa *	2,3,6-8
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.7)
Date d'achèvement de la recherche		Examineur
31 mai 2000		Orozco Roura, C
<p>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons &amp; : membre de la même famille, document correspondant</p>		

3

EPO FORM 1503 03.82 (P04C13)